



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Toru TANZAWA, et al.

GAU:

SERIAL NO: 10/763,174

EXAMINER:

FILED: January 26, 2004

FOR: SIGNAL LEVEL DETECTOR AND AMPLIFICATION FACTOR CONTROL SYSTEM USING
SIGNAL LEVEL DETECTOR

REQUEST FOR PRIORITY

COMMISSIONER FOR PATENTS
ALEXANDRIA, VIRGINIA 22313

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number _____, filed _____, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date(s) of U.S. Provisional Application(s) is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e):
Application No. _____ Date Filed _____
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
JAPAN	2003-388077	November 18, 2003

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. _____ filed _____
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number _____
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. _____ filed _____; and
- ☐ (B) Application Serial No.(s) _____
☐ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,
MAIER & NEUSTADT, P.C.

Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913
Joseph A. Scafetta, Jr.
Registration No. 26,803

Customer Number

22850

Tel. (703) 413-3000
Fax. (703) 413-2220
(OSMMN 05/03)

0351279
101763,174

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application: 2003年11月18日

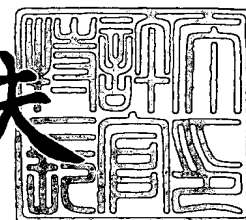
出 願 番 号
Application Number: 特願2003-388077
[ST. 10/C]: [JP2003-388077]

出 願 人
Applicant(s): 株式会社東芝

2004年 2月18日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号 出証特2004-3010474

【書類名】 特許願
【整理番号】 A000304348
【提出日】 平成15年11月18日
【あて先】 特許庁長官 殿
【国際特許分類】 H01L 27/06
H03F 3/00
【発明者】
【住所又は居所】 神奈川県川崎市幸区小向東芝町 1 番地 株式会社東芝マイクロエ
レクトロニクスセンター内
【氏名】 丹沢 徹
【発明者】
【住所又は居所】 神奈川県川崎市幸区小向東芝町 1 番地 株式会社東芝マイクロエ
レクトロニクスセンター内
【氏名】 濱田 基嗣
【特許出願人】
【識別番号】 000003078
【氏名又は名称】 株式会社 東芝
【代理人】
【識別番号】 100058479
【弁理士】
【氏名又は名称】 鈴江 武彦
【電話番号】 03-3502-3181
【選任した代理人】
【識別番号】 100091351
【弁理士】
【氏名又は名称】 河野 哲
【選任した代理人】
【識別番号】 100088683
【弁理士】
【氏名又は名称】 中村 誠
【選任した代理人】
【識別番号】 100108855
【弁理士】
【氏名又は名称】 蔵田 昌俊
【選任した代理人】
【識別番号】 100084618
【弁理士】
【氏名又は名称】 村松 貞男
【選任した代理人】
【識別番号】 100092196
【弁理士】
【氏名又は名称】 橋本 良郎
【手数料の表示】
【予納台帳番号】 011567
【納付金額】 21,000円
【提出物件の目録】
【物件名】 特許請求の範囲 1
【物件名】 明細書 1
【物件名】 図面 1
【物件名】 要約書 1

【書類名】 特許請求の範囲**【請求項 1】**

入力された信号の電圧振幅に依存した第 1 電流を出力する第 1 電圧電流変換回路と、
入力された基準電圧に依存した第 2 電流を出力する第 2 電圧電流変換回路と、
前記第 1 電流と前記第 2 電流とを比較して大小関係に応じた論理に基づく出力電流を出力する比較回路と、
を有することを特徴とする信号強度検波回路。

【請求項 2】

入力された信号の電圧振幅に依存した第 1 電流を出力する第 1 電圧電流変換回路と、
入力された基準電圧に依存した第 2 電流を出力する第 2 電圧電流変換回路と、
前記第 1 電圧電流変換回路の第 1 出力端子に電氣的に接続した第 1 抵抗素子と、
前記第 2 電圧電流変換回路の第 2 出力端子に電氣的に接続した第 2 抵抗素子と、
前記第 1 出力端子に現れた第 1 電圧と前記第 2 出力端子に現れた第 2 電圧を比較して大小関係に応じた論理を出力する比較回路と、
を有することを特徴とする信号強度検波回路。

【請求項 3】

第 1 電圧信号が入力され、前記第 1 電圧信号の入力振幅の二乗成分を含む第 1 電流を出力する第 1 二乗回路と、
基準電圧信号が入力され、前記基準電圧信号の振幅の二乗成分を含む第 2 電流を出力する第 2 二乗回路と、
前記第 1 電流に比例した第 1 出力電圧と、前記第 2 電流に比例した第 2 出力電圧とを比較し、比較結果に基づいて前記第 1 電圧信号を検波するための制御信号を出力する比較回路と、
を有することを特徴とする信号強度検波回路。

【請求項 4】

入力された検波信号の電圧振幅に依存した第 1 電流を出力する第 1 電圧電流変換回路と、
入力された基準電圧に依存した第 2 電流を出力する第 2 電圧電流変換回路と、前記第 1 電流と前記第 2 電流を比較して大小関係に応じた論理に基づいて制御信号を出力する比較回路とを有する信号強度検波回路と、
前記信号強度検波回路の前記制御信号が入力し、入力された受信信号を前記制御信号に応じた増幅率で増幅した出力信号として出力し、この出力信号を前記信号強度検波回路に入力する前記検波信号とする増幅回路と、
を有することを特徴とする増幅率制御システム。

【請求項 5】

入力信号を増幅して出力信号を出力する増幅器と、
前記出力信号の電圧振幅の二乗成分を含む第 1 信号と、2つの基準電圧の差の二乗成分を含む第 2 信号とを比較して、その比較結果に応じた制御信号を作成し、この制御信号を前記増幅器に帰還する信号強度検波回路と、
を有することを特徴とする増幅率制御システム。

【書類名】明細書

【発明の名称】信号強度検波回路およびそれを用いた増幅率制御システム。

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信集積回路システムに使用される信号強度検波回路およびそれを用いた増幅率制御システムに関し、例えば、入力電圧振幅に依存した電流を出力する回路を用いた信号強度検波回路およびそれを用いた増幅率制御システムに関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信においても集積回路装置が多用されているが、1例としてトランシーバシステムに使用されるBluetooth LSI (15) のブロック図を図15に示す。LSI 15は、RFブロック14とデジタル回路やメモリからなるベースバンド制御回路13から構成されている。

【0003】

アンテナ1から入力された電波は、所望周波数帯域だけ通すフィルタ RF-Filter 2を介してLSI 15内のRFブロック14に取り込まれる。取り込まれた信号はSwitch 3を通してローノイズアンプLNA 4によって信号強度が増幅される。

【0004】

増幅されたRF信号は、電圧制御発振回路VCO 10のローカルLO信号によって、ミキサMIX 5を通じて中間周波数IFにダウンコンバートされる。バンドパスフィルタBPF 6はIF信号の内チャネル周波数のみを通す。

【0005】

ゲインコントロールアンプGCA 7はアナログデジタルコンバータADC 8のダイナミックレンジに入るように、信号振幅を制御する。ADC 8でサンプリングされたデジタル信号はベースバンド処理を行うベースバンド制御回路13に送られ、ここで復調される。

【0006】

データの送信時には、ベースバンド制御回路13はデジタルデータをガウシアンローパスフィルタG-f i l l 2に転送し、G-f i l l 2はデジタル信号の高周波成分を抑制する。VCO 10は、予めフェーズ・ロックト・ループPLL 11によって所定のチャネル周波数に設定されている。G-f i l l 2の出力はVCO 10の変調端子に供給され、VCO出力周波数を周波数変調する。変調信号はパワーアンプPA 9によって所望のパワーまで増幅され、スイッチ3とRF-Filter 2を介してアンテナ1から送信される。

【0007】

無線通信システムでは、送受信機間の距離に応じて電波の強度が大きく変動するため、従来から受信機には受信信号強度に応じて増幅率を調整して信号強度を安定にする機構が用いられている。

【0008】

図15においては、検波回路DET 16はMIX 5の出力の信号強度に依存した信号をLNA 4に与え、LNA 4のゲインを適切な値になるように帰還をかけている。このようなシステムは、例えば非特許文献1に記載されている。

【0009】

また、従来の検波回路の詳細は、例えば非特許文献2に記載されている。この文献では、入力信号の振幅の二乗に比例した電流を発生する回路（二乗回路）を検波回路に使用している。

【0010】

より詳細には、ゲートの幅／長さ比(W/L)が異なる2つのトランジスタをソース同士を結合した対を2対使用しており、2対の入力端子（ゲート）はクロスカップルされており、2つの出力端子（ソース）は並列に接続されている。その出力電流は、2つのトラ

ンジスタ夫々のゲートの W/L の比 K 、トランスコンダクタンスパラメータ β といったトランジスタパラメータや、回路の動作電流 I_0 にも依存するものとなっている。なお、トランスコンダクタンスパラメータ B は、絶対温度の $3/2$ 乗に逆比例するものである。

【0011】

このように単純に二乗回路だけを用いた検波回路では、検波回路にこれらの回路・デバイスパラメータ依存性、あるいは温度依存性を含んでしまい、安定な検波を行なえないという問題がある。

【非特許文献1】ISSCC Digest of Technical Papers, pp. 94-95, Feb. 2003.

【非特許文献2】IEEE Journal of Solid-state circuits, Vol. 28, No. 1, pp. 78-83, Jan. 1993.

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

上述のように、従来から無線受信機には受信信号強度に応じて増幅率を調整して信号強度を安定にする機構が用いられている。然しながら、この安定機構はデバイスパラメータ依存性あるいは温度依存性を有し、従って受信信号を増幅した信号強度は大きなデバイスパラメータ依存性あるいは温度依存性を有することになる。

【0013】

本発明は上記事情に鑑みてなされたものであり、回路・デバイスパラメータ依存性、あるいは温度依存性を有しない信号強度検波回路およびそれを用いた増幅率制御回路を提供することを課題とする。

【課題を解決するための手段】

【0014】

本発明の信号強度検波回路の第1は、入力された信号の電圧振幅に依存した第1電流を出力する第1電圧電流変換回路と、入力された基準電圧に依存した第2電流を出力する第2電圧電流変換回路と、前記第1電流と前記第2電流とを比較して大小関係に応じた論理に基づく出力電流を出力する比較回路とを有することを特徴とする。

【0015】

上記課題を解決するために本発明の信号強度検波回路の第2は、入力された信号の電圧振幅に依存した第1電流を出力する第1電圧電流変換回路と、入力された基準電圧に依存した第2電流を出力する第2電圧電流変換回路と、前記第1電流と前記第2電流とを比較して大小関係に応じた論理に基づく出力電流を出力する比較回路とを有することを特徴とする。

【0016】

また、本発明の信号強度検波回路の第3は、第1の電圧信号が入力され、前記第1電圧信号の入力振幅の二乗成分を含む第1電流を出力する第1二乗回路と、基準電圧信号が入力され、前記基準電圧信号の振幅の二乗成分を含む第2電流を出力する第2二乗回路と、前記第1電流に比例した第1出力電圧と、前記第2電流に比例した第2出力電圧とを比較し、比較結果に基づいて前記第1電圧信号を検波するための制御信号を出力する比較回路とを有することを特徴とする。

【0017】

本発明の増幅率制御システムの第1は、入力された検波信号の電圧振幅に依存した第1電流を出力する第1電圧電流変換回路と、入力された基準電圧に依存した第2電流を出力する第2電圧電流変換回路と、前記第1電流と前記第2電流を比較して大小関係に応じた論理に基づいて制御信号を出力する比較回路とを有する信号強度検波回路と、前記信号強度検波回路の前記制御信号が入力し、入力された受信信号を前記前記制御信号に応じた増幅率で増幅した出力信号として出力し、この出力信号を前記信号強度検波回路に入力する前記検波信号とする増幅回路とを有することを特徴とする。

【0018】

また、本発明の増幅率制御システムの第2は、入力信号を増幅して出力信号を出力する

増幅器と、前記出力信号の電圧振幅の二乗成分を含む第1信号と、2つの基準電圧の差の二乗成分を含む第2信号とを比較して、その比較結果に応じた制御信号を作成し、この制御信号を前記増幅器に帰還する信号強度検波回路とを有することを特徴とする。

【発明の効果】

【0019】

受信信号を入力する電圧電流変換回路（例えば二乗回路）と参照電圧を入力する電圧電流変換回路（例えば二乗回路）の2つの出力を比較して受信信号の強度検波を行なうため、電圧電流変換回路（二乗回路）の温度特性や製造ばらつきがあっても比較的安定した強度検波を行なうことができる。

【0020】

また、本発明の強度検波回路を用いた増幅率制御システムでは温度依存性の小さな制御を行なうことができるため、受信感度の温度依存性を抑えることができる。さらに、製造ばらつきに左右されにくいため、歩留りを向上させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

以下、図面を参照しつつ、本発明の実施の形態を説明する。

図1は、以下に述べる実施形態に共通する信号強度検波回路100の基本構成を示すブロック図である。2つの電圧電流変換回路（例えば二乗回路）101、102の夫々に検波したい信号と基準信号を入力し、2つの電圧電流変換回路の出力を比較回路（例えば差動増幅回路）103に入力して、2入力の電位差に依存した比較（増幅）信号を出力するようにしている。このため、例えば夫々の電圧電流変換回路101、102にトランジスタパラメータや回路のバイアス電流依存性があったとしても、2つの出力は同じ影響を受けているため、両者の相対差を増幅することによって、出力される検波信号からこれらのパラメータ依存性を除去することができ、結果として安定な信号強度検波を行なうことができる。

【0022】

図2は、上記の信号強度検波回路（DET）100のRFブロック中での接続状態を示したブロック図で、増幅回路（AMP）110には入力信号IN及びその反転信号INBが入力される。AMP110の出力信号OUT及びその反転信号OUTBは、DET100に入力され、DET100はAMP110への帰還信号（制御信号）CNTを出力し、OUT、OUTBを安定化する。

【0023】

以下、検波回路および増幅率制御システムの具体的な実施形態を説明する。

（第1の実施形態）

図3は本発明の第1の実施形態に係る信号強度検波回路を示す。差動信号OUT、OUTBは第1の二乗回路101に入力し、その出力は比較回路としての差動増幅器116の1入力端子に入力する。第1の二乗回路101の出力端子と接地端子（GND）間には、容量素子111と抵抗113が接続されている。容量素子111は、入力信号の2倍波をフィルタリングするために挿入されている。

【0024】

第2の二乗回路102の2入力端子には、同一の基準電圧Vrefが入力され、その出力電流が抵抗素子114、115で電圧化され、分圧された電圧が差動増幅器116の他の入力端子に入力される。第2の二乗回路101の出力端子と接地間にも、入力信号の2倍波をフィルタリングするために容量素子112が接続されている。

【0025】

差動増幅回路116の出力電圧AMPOUTは、pチャネル側定電流源121、pチャネルトランジスタ122、nチャネルトランジスタ123、nチャネル側定電流源124が電源端子VccとGNDの間に直列接続された出力段の共通ゲートに入力され、pチャネルトランジスタ122、nチャネルトランジスタ123の接続ノード（ドレイン）より、制御信号CNTが出力される。

【0026】

CNT端子と接地間には容量素子125が接続されている。CNT端子の電位は定常状態では一定であることが望ましいが、容量素子125はCNT端子の電位を安定化するために挿入されている。

【0027】

第1の二乗回路101の出力端子には、差動信号OUT, OUTBの振幅の二乗に依存した出力電流 $I_{out} = I_{tail} - b v_{pp}^2$ から発生する電圧 $V_{out1} = R \times I_{out}$ が出力する。但し、 I_{tail} はバイアス電流、 v_{pp} は差動信号の電圧振幅、 R は抵抗素子113の抵抗値である。また、 b は係数であるが後述するように温度依存性を有している。

【0028】

第2の二乗回路102には、同相の基準DC電圧Vrefが入力するので、その出力端子には出力電流（バイアス電流） I_{tail} から発生する電圧 $V_{out2} = a R \times I_{out}$ が出力する。但し $a R$ は抵抗素子114と115の直列抵抗値を R とした時の抵抗素子115の抵抗値である（ a は分配比）。

【0029】

比較回路としての差動増幅器116の出力端子には、上記の $V_{out1} = R \times I_{out}$ と $V_{out2} = a R \times I_{out}$ を比較増幅したAMPOUTが発生する。AMPOUTの論理が反転するのは、 $V_{out1} = V_{out2}$ 、即ち $v_{pp}^2 = (1 - a) I_{tail} / b$ となる v_{pp} のときである。電子の移動度に比例した係数 b は強い温度依存性を持つが、 I_{tail} を後述するように b に比例するように構成すれば、検知電圧レベルのデバイスパラメータ依存性を抑制することが可能となる。

【0030】

上記の制御信号CNTは図4に示すAMP110に入力される。AMP110は、差動入力IN, INBがゲートに入力するnチャネルトランジスタ151, 152、制御信号CNTがゲートに入力するnチャネルトランジスタ153, 154を有し、これらのトランジスタのソースはすべて定電流源155を介して接地されている。入力トランジスタ151, 152のドレインは抵抗素子156, 157を介して電源端子Vccに接続され、さらに差動出力端子OUTB, OUTに接続されている。

【0031】

AMP110の出力は、図2に示すように、DET100の入力になる。このような構成では、動作開始時にAMP110の入力信号強度が強いときには、出力信号OUTの強度は大きい、これを入力するDET100の出力CNTが大きくなるため、AMP回路110の増幅率が下がり、その出力信号強度は弱くなる。

【0032】

AMP110の入力信号強度が弱い場合は、上記の反対になるため出力信号強度を強める方向に作用する。この結果、入力信号強度が変動しても、また、温度変動が大きくても、安定した強度の出力信号とすることができる。

【0033】

次に、 I_{tail} を b に比例するように構成した二乗回路の構成について説明する。二乗回路には、図5に示す充電電流型の二乗回路が使用される。図5のnチャネルトランジスタ137, 138のゲートバイアスnbiasは、図6の回路により供給され、前記の I_{tail} が b に比例する特性を付与している。なお、図3において、二乗回路101, 102については充電型（charging type）であることを示すために、 $c - V^2$ なる記号が記されている。以下の関連する図面においても同様とする。

【0034】

最初に、図5の二乗回路について説明する。図5において、2つのnチャネルトランジスタ対133, 135がソース・カップルされ、定電流源となるnチャネルトランジスタ137に接続されている。同様に、2つのnチャネルトランジスタ対134, 136がソース・カップルされ、定電流源となるnチャネルトランジスタ138に接続されている。

【0035】

さらに、トランジスタ133, 134のドレインはpチャネルトランジスタ131のドレインとゲートに接続されている。トランジスタ135, 136のドレインはpチャネルトランジスタ132のドレインに接続されている。pチャネルトランジスタ131, 132は、そのゲートは互いに接続され、カレントミラー回路を構成している。

【0036】

また、トランジスタ132のドレインにはカレントミラー回路を成すpチャネルトランジスタ139, 140の一方の電流出力端子が接続され、他の電流出力端子となるトランジスタ140のドレインより充電電流が出力される。この充電電流は、例えば図3の抵抗素子113に流入し、差動増幅器116の入力端子に電位を与える。

【0037】

トランジスタ133, 136のゲート電圧 V_p と、トランジスタ134, 135のゲート電圧 V_n は、差動電圧であり、図3の二乗回路101の例では、 V_p , V_n は夫々OUT, OUTBに該当する。

【0038】

また、ソース・カップルされた2つのトランジスタ133, 135は、そのゲート寸法が異なるように設定されている。即ち、ゲート幅を W , ゲート長を L としたとき、2つのトランジスタ夫々の W/L の比が K に設定されている。同様に、ソース・カップルされた2つのトランジスタ134, 136の W/L の比も K に設定されている。

【0039】

クロスカップルされたトランジスタの等価回路を図7(a), (b)に示す。トランジスタ133, 135, 134, 136のドレイン電流を夫々 I_1, I_2, I_3, I_4 とし、差動入力 V_p, V_n の差電圧を $V_{diff} (=V_p - V_n)$ とし、定電流値を I_{ss} とする。トランジスタ135, 136の W/L を1とすると、トランジスタ133, 134のそれは K となっている。

【0040】

このとき、ドレイン電流 I_1, I_2 の差電流 dI は次式で表わされる。

【数1】

$$dI = I_1 - I_2 = [(K-1) \{ (K+1) I_{ss} - 2\beta K V_{diff}^2 \} + 4\beta K V_{diff} \{ (K+1) I_{ss} / \beta - K V_{diff}^2 \}^{0.5}] / (K+1)^2 \quad \dots (1)$$

【0041】

また、トータルの出力電流 dI_{tot} は、次式で表わされる。

【数2】

$$dI_{tot} = (I_1 - I_2) + (I_3 - I_4) = dI(+V_{diff}) + dI(-V_{diff}) = 2(K-1)/(K+1) I_{ss} - 4(K-1)\beta K/(K+1)^2 V_{diff}^2 \quad \dots (2)$$

$$\text{但し、} |V_{diff}| < [I_{ss}/K\beta]^{0.5}$$

【0042】

$V_{diff} = V_{ppcoswt}$ のとき、

【数3】

$$dI_{tot} \sim 2(K-1)/(K+1) (I_{ss} - \beta K/(K+1) V_{pp}^2) + O(\cos(2wt)) \quad \dots (3)$$

【0043】

となる。出力端にローパスフィルタを入れて $2wt$ の項をフィルタリングして、第1項のDCだけを出力すると、入力信号の電圧振幅の二乗に比例した出力信号が得られる。図3における容量素子111, 112はこのために設けられたものである。

【0044】

なお、上記の式における β は、トランスコンダクタンスパラメータである。また、上記第1項の括弧を解いて分解した数式の第1項 $2(K-1)/(K+1) I_{ss}$ が前述の I_{tail} に相当し、 $2(K$

-1)/(K+1) $\beta K/(K+1)$ が b に相当する。なお、ベータは絶対温度の 3/2 乗に反比例する。

【0045】

次に、 I_{tail} を b に比例するように構成する方法を説明する。前述のように、図 6 は図 5 のトランジスタ 137, 138 のゲートバイアスを与える回路である。 V_{cc} と GND の間に、p チャネルトランジスタ 146、n チャネルトランジスタ 147、抵抗素子 148, 149 が直列に接続され、p チャネルトランジスタのゲートは差動増幅器 145 の出力端子に接続されている。差動増幅器 145 のマイナス入力端子には所定の参照電圧 $V_{ref'}$ が接続され、プラス入力端子は抵抗素子 148, 149 の接続ノードに接続されている。この $V_{ref'}$ は図 3 の V_{ref} と同じであっても良いし、異なっても良い。

【0046】

n チャネルトランジスタ 147 のソース電位が $A V_{ref'}$ となるように、抵抗素子 148, 149 の比 A を定め、トランジスタ 147 の閾値を V_{th} とすれば、 $nBIAS = A V_{ref'} + V_{th}$ となる。これを入力する n チャネルトランジスタは飽和電流として、 $I_{tail} = b (nBIAS - V_{th})^2 = b A^2 V_{ref'}^2$ を流すので、 I_{tail} が b に比例するようにできる。

【0047】

ここで、図 3 の回路の動作について説明する。図 8、図 9 に動作波形を示す。また、入力信号のパワー $P (IN)$ と制御信号 CNT の関係を図 10 (a) に示す。入力パワー $P (IN)$ が $P1$ 乃至 $P2$ の間において、入力パワーに比例した制御信号が出力され制御動作が実行される。入力パワー $P (IN)$ が $P1$ 以下、 $P2$ 以上では制御信号は夫々“L”レベル、“H”レベルの一定出力となる。また、入力パワー $P (IN)$ と出力パワー $P (OUT)$ の関係を図 10 (b) に示す。入力パワー $P (IN)$ が $P1$ 乃至 $P2$ の間においては、制御動作が実行されるので、一定の出力パワー $P (OUT)$ が出力される。入力パワー $P (IN)$ が $P1$ 以下、 $P2$ 以上では、入力パワー $P (IN)$ に比例した出力パワー $P (OUT)$ が出力される。

【0048】

制御動作は、上述のように、入力パワー $P (IN)$ が図 10 に示す $P1 \sim P2$ の間で有効に実行される。図 8 は入力パワーが $P1 \sim P2$ における入力信号 IN 、出力信号 OUT 、制御信号 CNT の波形を示したもので、時間 $T0$ から $T1$ にかけて CNT が増大するにつれて OUT の振幅が減少して所望の振幅に制御される様子が示されている。即ち、入力パワーが基準値 $P1$ を超えると CNT は出力パワー $P (OUT)$ が一定になるように負帰還をかける。

【0049】

図 9 は入力パワー $P (IN) < P1$ の場合を示す。入力パワー $P (IN)$ が小さいので、アンプのゲインを最大状態とするため、 CNT は“L”状態としている。入力パワー $P (IN)$ が $P2$ 以上となると、 CNT は最大強度“H”を出し切り、出力パワー $P (OUT)$ は再び上昇する。

【0050】

なお、本実施形態の二乗回路は、図 5 に示した充電型に限らず、放電型とすることもできる。この場合 DET100 は、抵抗素子 113, 115 の一端を GND に落とすのではなく、 V_{cc} にプルアップする必要がある。

【0051】

図 3 において、充電型の二乗回路 101, 102 に替えて使用する放電型の二乗回路 101a、102a の回路構成を図 11 に示す。図 5 に示した充電型と類似しているのもので、同一箇所には同一番号を付して、重複する説明を省略する。図 11 が図 5 と異なるのは、出力端の p チャネルトランジスタ 140 のドレインに、ミラー回路を構成する n チャネルトランジスタ 141, 142 を付加し、出力端子 out から電流が流入するように構成したことである。この電流は、例えば抵抗素子 113 を通じて V_{cc} から流入し、差動増幅器 116 の入力端子に電位を与える。

【0052】

図 11 のトランジスタ 137, 138 のゲートバイアス n_{bias} は、前述の図 6 の回路に

より与えられる。このようにして、図3の場合と同様な検波動作を行わせることができる。(第2の実施形態)

図12は本発明の第2の実施形態に係わる信号強度検波回路を示す。理解を容易にするために、第1の実施形態と同一箇所には同一番号を付す。差動信号OUT、OUTBは第1の二乗回路101bに入力し、第2の二乗回路102bの2入力端子には、異なる基準電圧Vref1、Vref2が入力する。第1と第2の二乗回路の出力端子は互いに直接接続され、その出力端子とGND間には、容量素子111が接続されている。容量素子111は、入力信号の2倍波をフィルタリングするために挿入されている。

【0053】

第1と第2の二乗回路の合計出力は、pチャネル側定電流源121、pチャネルトランジスタ122、nチャネルトランジスタ123、nチャネル側定電流源124がVccとGNDの間に直列接続された出力段の共通ゲートに入力され、pチャネルトランジスタ122、nチャネルトランジスタ123の接続ノード(ドレイン)より、制御信号CNTが出力される。CNT端子には、出力信号安定用の容量素子125が接続されている。

【0054】

第1の二乗回路には図13の充電型の二乗回路(c-V²)101bが使用され、第2の二乗回路には図14の放電型(discharging type)の二乗回路(d-V²)102bが使用される。図5、図11に示した102、102と基本的に同じであるが、トランジスタ137、138の部分が定電流源143、144となっている部分のみが異なる。

【0055】

二乗回路101b、102bの合計出力電圧は、2つの基準電圧Vref1とVref2の差dVrefに依存した放電電流I_{dis}=I_{tail}-b dVref²と充電電流I_{char}=I_{tail}-b Vpp²の引っ張り合いとなるので、出力電圧の論理が反転するのは、I_{dis}=I_{char}、即ちv_{pp}=dVrefとなる。したがって、この検知レベルはdVrefの温度依存性と同一の依存性を有するが、よく知られたバンドギャップリファレンスなど温度依存性の極めて小さな基準電圧を用いることによって、温度依存性の極めて小さい二乗回路を容易に実現することができる。

【0056】

AMP110には、第1の実施形態と同様なものが使用でき、上記の制御信号CNTは、第1の実施形態の図4に示したAMP110に入力される。このように増幅率制御システムを構成することにより、第2の実施形態においても、第1の実施形態と同様な効果を奏することができる。

【0057】

なお、図12の構成において、2つの二乗回路の充電型と放電型を入れ替えて使用することができる。この場合、放電型二乗回路には図14の回路構成が使用でき、充電型二乗回路には図13の回路構成を使用することができる。但し、出力のCNT信号の極性が逆になるので、増幅器110には図4とは逆の動作をするものを使用する必要がある。

【0058】

次に、温度係数の極めて小さい基準電圧回路の例を図15に示す。図において、ダイオードD2の面積はダイオードD1の面積より大きく設定されている。このため、ダイオードD1の順方向電圧Vf1とダイオードD2の順方向電圧Vf2の間には、Vf1>Vf2の関係が成り立っている。また、同一電流を流したとき、ダイオードD2の電流密度はダイオードD1の電流密度よりも小さくなるので、Vf2の温度係数はVf1の温度係数よりも大きくなる。従って、ΔVf=Vf1-Vf2の温度係数は正になる。

【0059】

ダイオードD1のカソードは接地されており、アノードはpチャネルトランジスタ161を介して電源Vccに接続されるとともに、差動増幅器164のマイナス入力端子に接続されている。また、ダイオードD1のアノードは抵抗素子R1を介して接地されている。

【0060】

ダイオードD2のカソードは接地されており、アノードは抵抗素子R2とpチャネルトランジスタ162を介して電源Vccに接続されている。トランジスタ162のドレインは差動増幅器164のプラス入力端子に接続されるとともに、抵抗素子R3を介して接地されている。

【0061】

さらに、出力段としてVccとGND間にpチャネルトランジスタ163、抵抗素子165、166が直列接続されており、トランジスタ163のドレインからVref1が、抵抗素子165、166の接続ノードからVref2が取り出されるようになっている。

【0062】

トランジスタ161~163のゲートは相互に接続されるとともに、差動増幅器164の出力端子に接続されている。トランジスタ161~163のドレイン電流はいずれもIbgrであり、差動増幅器164の2入力が一致するように帰還がかけられている。

【0063】

上記の設定において、抵抗素子R2を流れる電流I1は、 $I1 = (Vf1 - Vf2) / R2 = \Delta Vf / R2$ であり、抵抗素子R3を流れる電流I2は $I2 = Vf1 / R3$ となる。従って、 $Ibgr = I1 + I2 = (Vf1 + \Delta Vf * R3 / R2) / R3$ となる。

【0064】

上式においてVf1は負の温度係数を持ち、 ΔVf は前述のように正の温度係数を持っている。そこで、 $R3 / R2$ を両者の温度係数を相殺するように設定すれば、出力電流Ibgrの温度係数を極めて小さくすることが可能になる。この結果、Ibgrを基に作り出された基準電圧Vref1、Vref2の温度係数も極めて小さくなる。

【0065】

基準電圧回路は、図15に限定されるものではなく、図15の出力段の抵抗素子を3個直列として、中央の抵抗素子の両端から、Vref1とVref2を取り出してもよい。また、温度係数の極めて小さい第1の基準電圧を作成してから、バッファを介して第2の基準電圧を作成し、この出力電圧を抵抗分割してVref1、Vref2を作成するようにしてもよい。

【0066】

第2の実施形態は、二乗回路のバイアス電流(Vss)供給回路が簡略化され、差動増幅器が不要なので、全体の回路構成が簡略化される効果がある。

【0067】

(第3の実施形態)

図16は本発明の第3の実施形態に係る信号強度検波回路を示す。第1及び第2の実施形態と同一箇所には、同一番号を付して、重複する説明を省略する。第2の二乗回路102は、2つの基準電圧Vref1、Vref2の差dVrefに依存した電圧 $Vout2 = Itail = bdVref^2$ を出力するので、AMP OUTの論理が反転するのは、 $Vout1 = Vout2$ 、即ち $vpp = dVref$ となる。従って、第2の実施形態と同様な効果を得ることができる。なお、増幅率制御システムを形成するためのAMP110については、図4の回路を使用することができる。

【0068】

図16の回路構成では、AMP110の出力電圧OUTが大きくなるにつれて、制御信号CNTも大きくなる回路構成である。第3の実施例はこのような回路構成に限られるものではなく、増幅器の出力電圧OUTが大きくなるにつれて、制御電圧CNTが小さくなる回路構成でもよい。なお、図16の差動増幅器116の極性及びAMP110のCNT対ゲイン特性の極性を逆にしてもこのような制御が可能である。

【0069】

また、第3の実施形態の二乗回路101、102は、放電型の二乗回路を用いてもよい。

【0070】

第3の実施形態では、検波したい信号OUT、OUTBと、基準信号Vref1、Vref2

の電圧振幅の二乗に比例した電流の比較を差動増幅器を用いて行っているので、入出力がバッファ効果により分離された精度の良い制御信号を出力することができる。

【図面の簡単な説明】

【0071】

【図1】本発明の実施形態に共通する信号強度検波回路の概念を説明するブロック図。

【図2】本発明の実施形態に共通する増幅率制御システムの概念を説明するブロック図。

【図3】第1の実施形態に係る検波回路の回路図。

【図4】第1～第3の実施形態に使用される増幅回路の回路図。

【図5】第1の実施形態で使用される二乗回路の回路図。

【図6】図4におけるnbias信号を発生する回路。

【図7】本発明の実施形態で使用される二乗回路の動作を説明するための回路図。

【図8】本発明の増幅率制御システムの動作範囲内の動作を説明するための波形図。

【図9】本発明の増幅率制御システムの動作範囲外（入力パワーが小さい場合）の動作を説明するための波形図。

【図10】本発明の増幅率制御システムにおける入力パワーと制御信号、入力パワーと出力パワーの関係を示すグラフ。

【図11】図10の検波回路に使用される二乗回路の回路図。

【図12】本発明の第2の実施形態に係る検波回路の回路図。

【図13】図12の検波回路に使用される一方の二乗回路の回路図。

【図14】図12の検波回路に使用される他方の二乗回路の回路図。

【図15】第2の実施形態で使用される温度係数の極めて小さい基準電圧回路の回路図。

【図16】本発明の第3の実施形態に係る検波回路の回路図。

【図17】従来の無線集積回路装置の1例としてトランシーバ用LSIの構成を示すブロック図。

【符号の説明】

【0072】

100…検波回路

101, 101a, 101b、…第1の二乗回路

102, 101b、102b、…第2の二乗回路

103…比較回路

110…増幅回路

111, 112, 125…容量素子

113, 114, 115, 115', 148, 149, 156, 157, 165, 16

6, R1, R2, R3…抵抗素子

116, 145, 164 差動増幅器

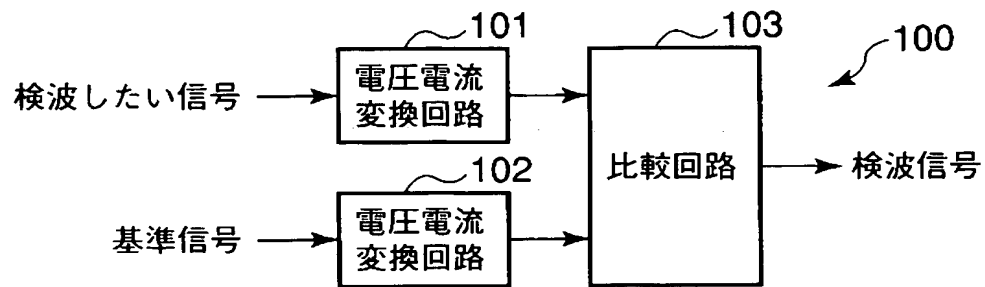
121, 124, 155…定電流回路

122, 131, 132, 139, 140, 146, 161～163…pチャネルトランジスタ

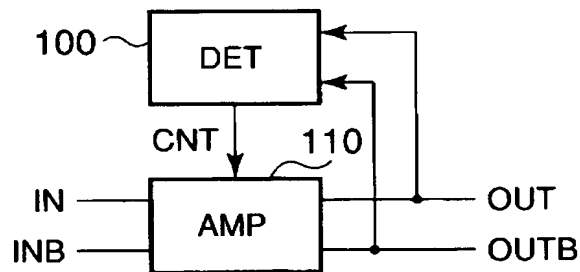
123, 133～138, 141, 142, 147, 151～154…nチャネルトランジスタ

D1, D2…ダイオード

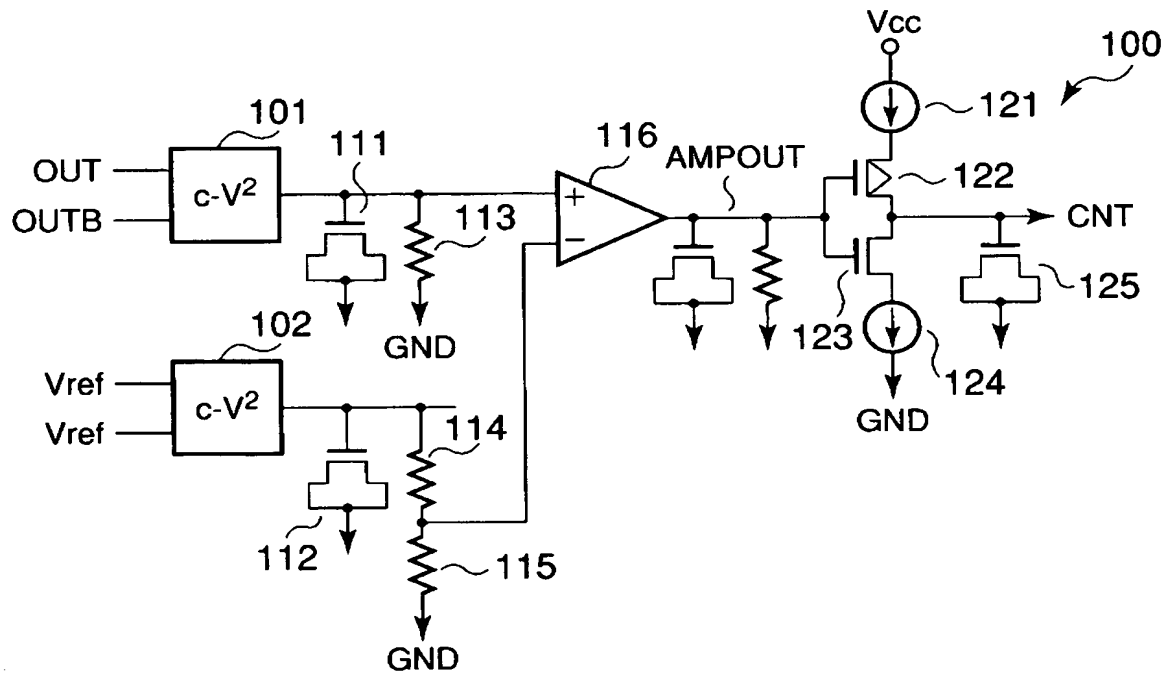
【書類名】 図面
【図 1】



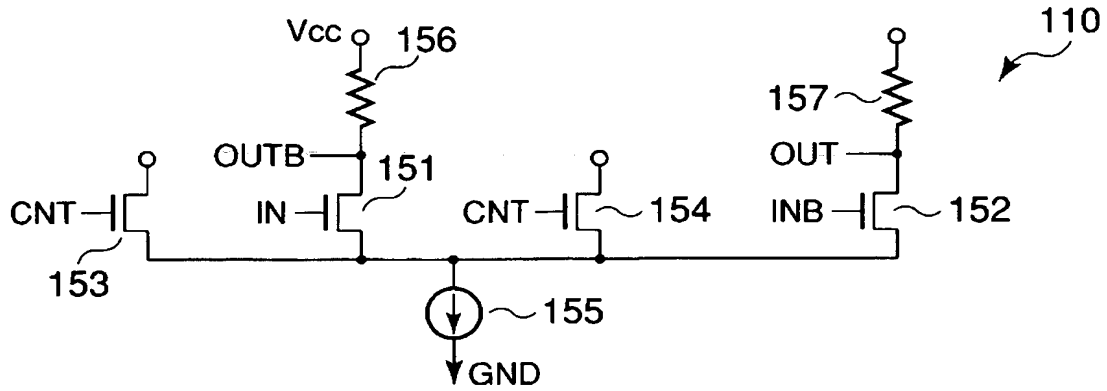
【図 2】



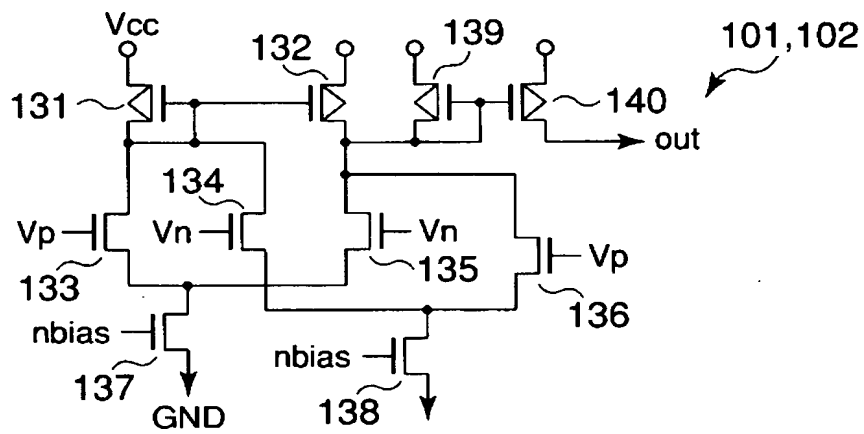
【図 3】



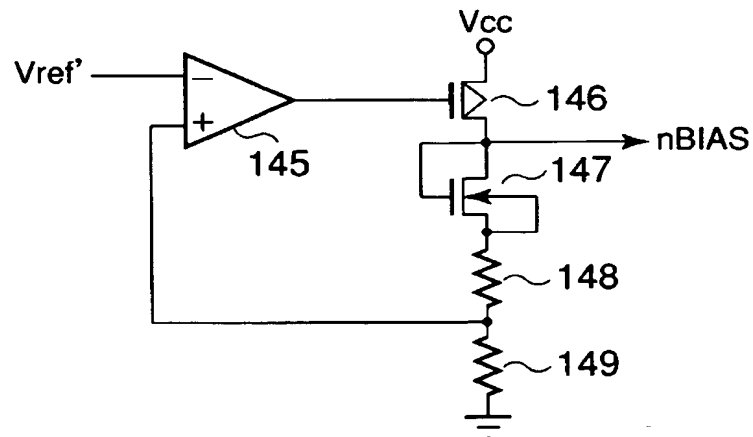
【図 4】



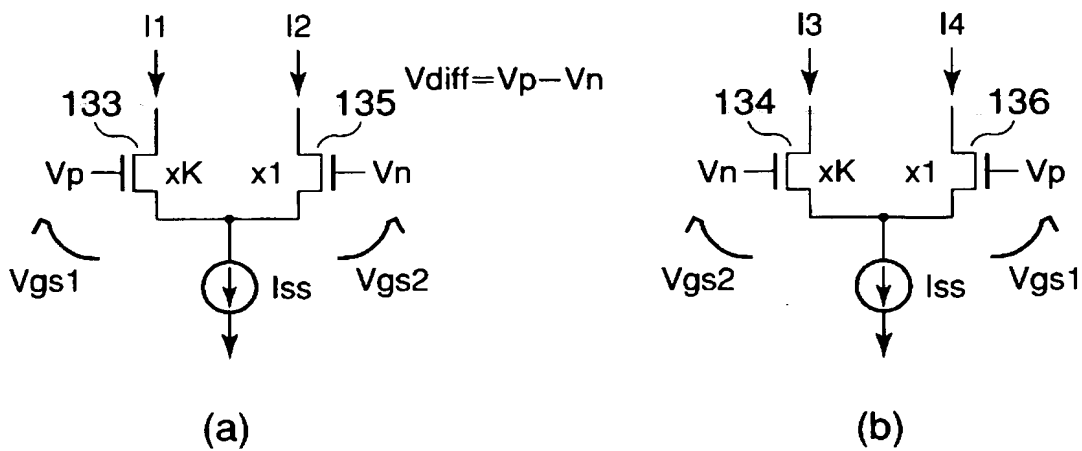
【図 5】



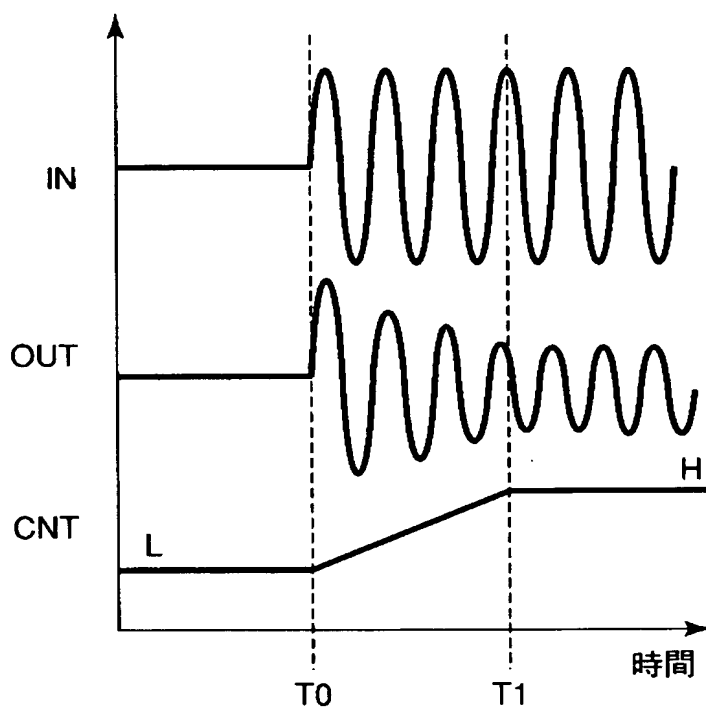
【図 6】



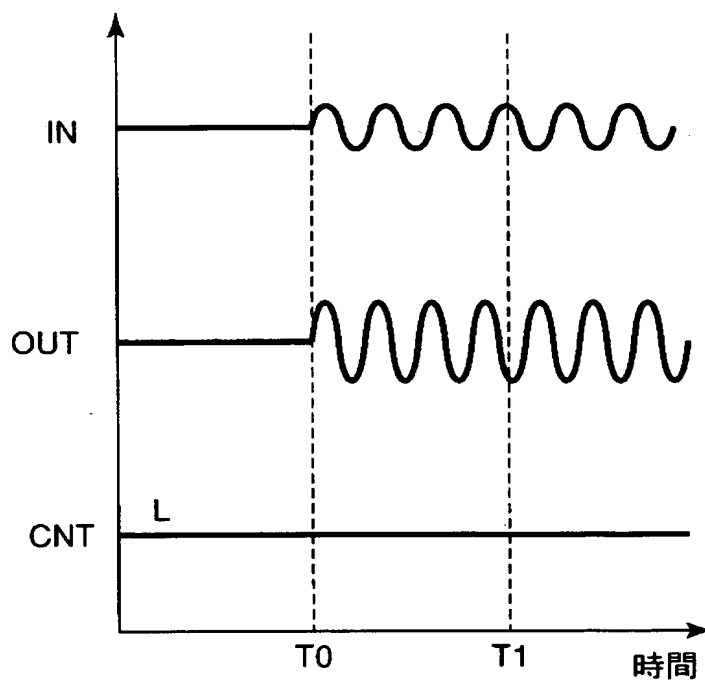
【図 7】



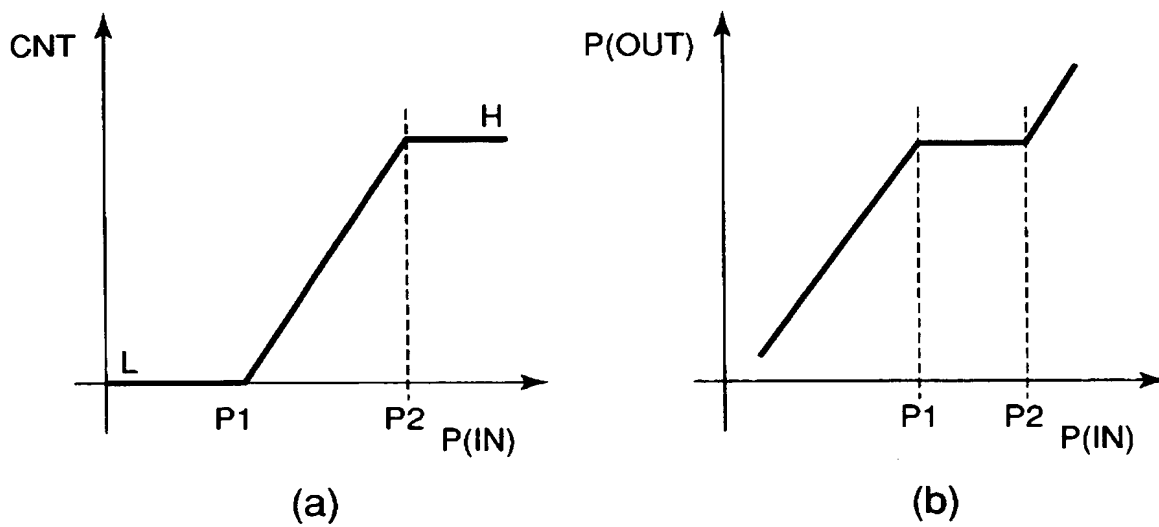
【図 8】



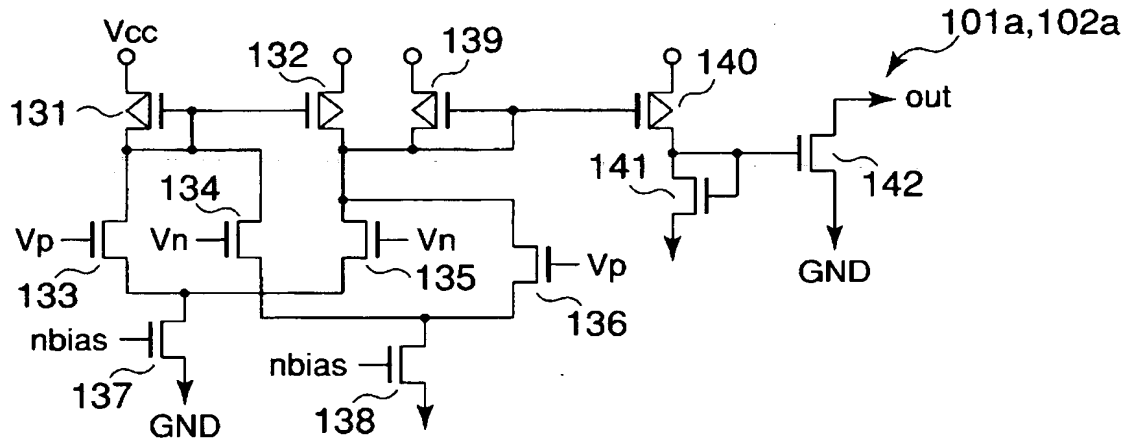
【図 9】



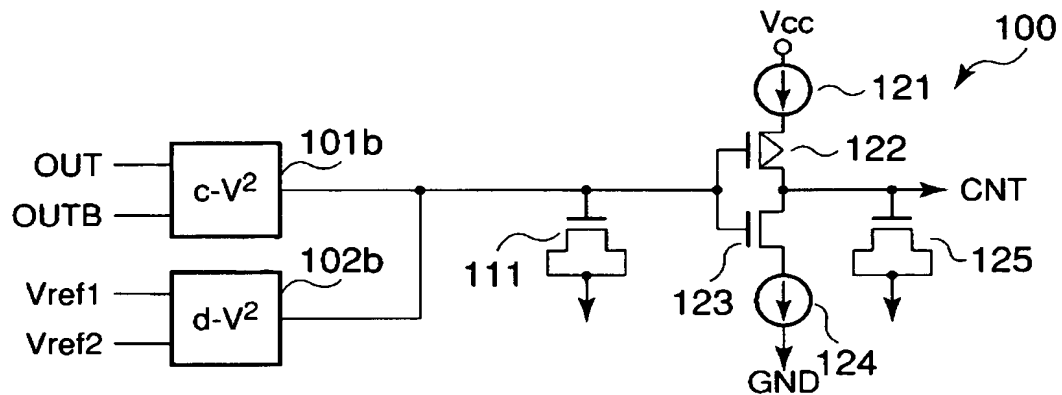
【図 10】



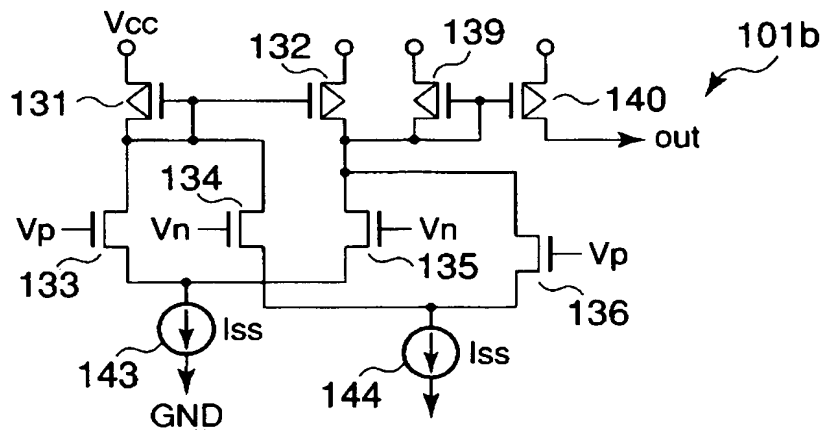
【図 1 1】



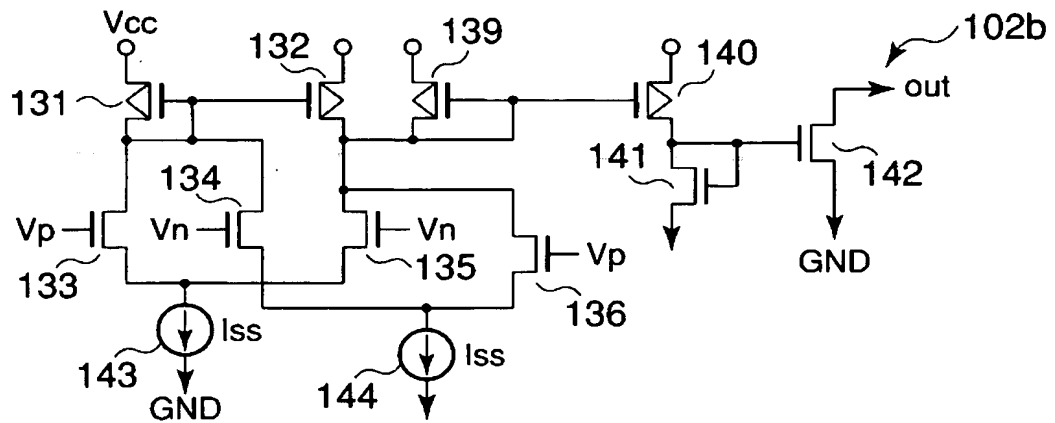
【図 1 2】



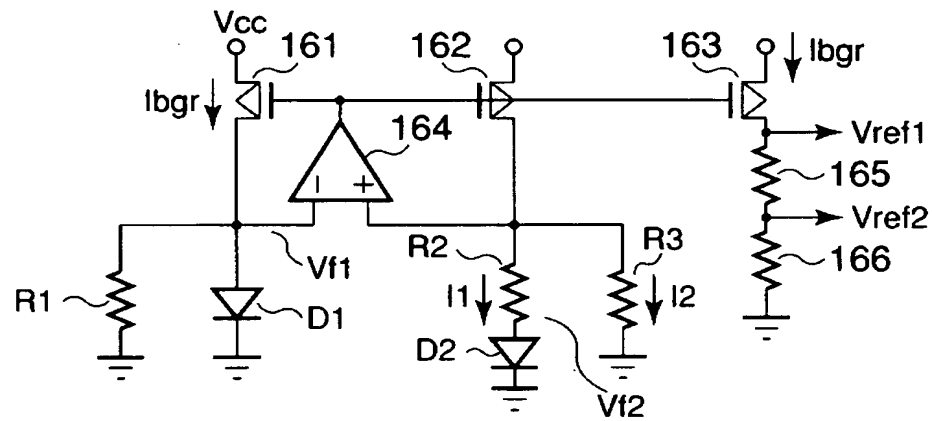
【図 1 3】



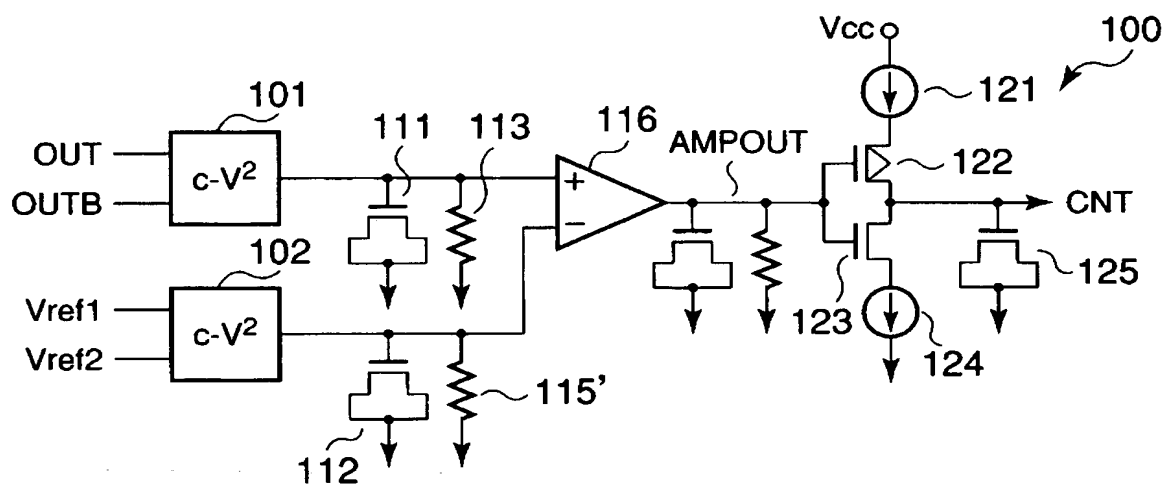
【図 14】



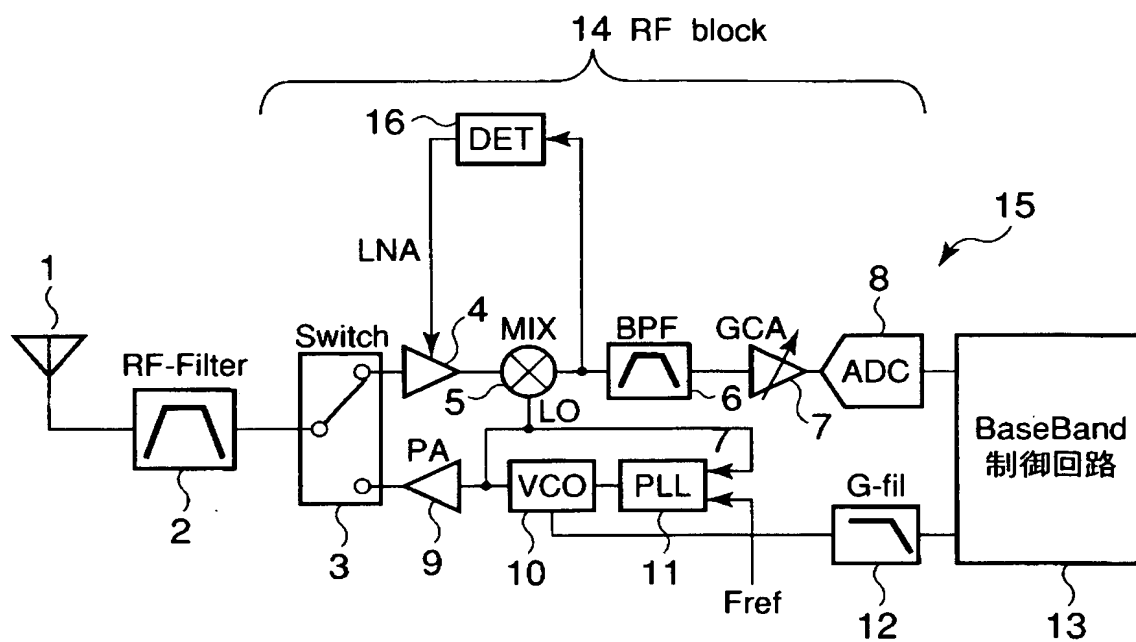
【図 15】



【図 16】



【図 17】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 無線通信用 L S I システムにおいて、温度依存性の小さい信号強度検波回路および増幅率制御システムを実現する。

【解決手段】 信号強度検波回路は、入力された信号の電圧振幅に依存した第 1 電流を出力する第 1 電圧電流変換回路 101 と、入力された基準電圧に依存した第 2 電流を出力する第 2 電圧電流変換回路 102 と、前記第 1 電流と前記第 2 電流とを比較して大小関係に応じた論理に基づく出力電流を出力する比較回路 103 とを有する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 3 8 8 0 7 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[0 0 0 0 0 3 0 7 8]

1. 変更年月日

2 0 0 1 年 7 月 2 日

[変更理由]

住所変更

住 所

東京都港区芝浦一丁目 1 番 1 号

氏 名

株式会社東芝